

translation Attached

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-169584

(43) 公開日 平成7年(1995)7月4日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 5 B 41/29	C			
H 0 2 M 7/48	E	9181-5H		
H 0 5 B 41/18	3 1 0 Z	9249-3K		

審査請求 未請求 請求項の数 3 F D (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願平5-343293

(22) 出願日 平成5年(1993)12月17日

(71) 出願人 000001133

株式会社小糸製作所

東京都港区高輪4丁目8番3号

(72) 発明者 小田 悟市

静岡県清水市北脇500番地 株式会社小糸

製作所静岡工場内

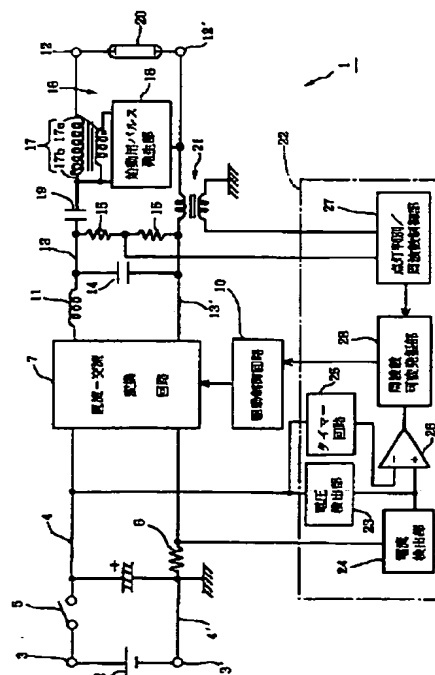
(74) 代理人 弁理士 小松 祐治

(54) 【発明の名称】 放電灯の点灯回路

(57) 【要約】

【目的】 放電灯の高周波点灯にあたって放電灯の安定点灯制御を実現する。

【構成】 直流-交流変換回路7の後段に共振回路（インダクタ11及びコンデンサ14）を設けるとともに、電圧検出部23、電流検出部24、タイマー回路25からの信号に基づいて制御回路22が周波数可変発振部28の発振周波数を可変し、これによって直流-交流変換回路7の出力電圧の周波数を可変して放電灯20への供給電圧を制御する。共振回路における共振の持続電圧を放電灯20をグロー放電からアーク放電へと移行するのに必要な電圧として利用するとともに、制御回路22による定電力制御により放電灯20の安定点灯を行う。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 直流入力電圧を交流電圧に変換して放電灯に供給するための直流-交流変換回路と、放電灯への供給電力を制御する制御手段と、放電灯への始動用パルスが発生させて放電灯に印加する起動回路とを備えた放電灯の点灯回路において、(イ) 直流-交流変換回路の後段に放電灯に対してインダクタを直列に接続するとともにコンデンサを放電灯に対して並列に接続することによって共振回路を設けたこと、(ロ) 直流-交流変換回路への入力電圧及び入力電流、あるいは放電灯への供給電圧及び供給電流を検出するための検出手段を設けたこと、(ハ) 制御手段は直流-交流変換回路の出力電圧の周波数を変化させるための周波数可変発振手段を有すること、(ニ) 制御手段は検出手段による検出信号から電力値又は電力近似値を求め、これが略一定となるように周波数可変発振手段の発振周波数を変化させること、を特徴とする放電灯の点灯回路。

【請求項2】 請求項1に記載の放電灯の点灯回路において、制御手段が放電灯の消灯時間を検出するためのタイマー回路を有し、該タイマー回路の出力に応じて放電灯への供給電力が定格電力値より大きくなるように制御することを特徴とする放電灯の点灯回路。

【請求項3】 請求項1又は請求項2に記載の放電灯の点灯回路において、周波数可変発振手段が可変容量ダイオードを用いたCR発振部を有し、制御手段からの信号に応じた可変容量ダイオードの制御により直流-交流変換回路の出力電圧の周波数を変化させるようにしたことを特徴とする放電灯の点灯回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は新規な放電灯の点灯回路に関する。詳しくは、放電灯の高周波点灯にあたって放電灯の安定点灯制御を実現することができるようにした新規な放電灯の点灯回路を提供するものである。

【0002】

【従来の技術】 メタルハライドランプ等の放電灯の交流点灯に関しては、直流入力電圧を直流昇圧回路によって昇圧した後に、後段の直流-交流変換回路によって交流化してこれを放電灯に供給するようにした点灯回路が知られている。

【0003】 ところで、このような矩形波点灯方式の点灯回路において、放電灯の点灯を安定に保つ役割を担っているのは直流昇圧回路であり、その出力電圧は放電灯のランプ電圧に対して即座に応答しなければならないという使命と、これとは逆に電源電圧の変動等の外乱に対しては安定でなければならないという使命をもっているため、その両立の困難性が、放電灯の点灯安定性に影響を及ぼし、アークの揺れや輝点の移動等の不安定性の原因となる。

【0004】 このため、矩形波の極性切換のスピードア

ップや再点弧電圧の補償等による改善が図られるが、完全な解決は困難である。

【0005】 そこで、放電灯の高周波点灯が望まれており、例えば、直流昇圧回路を用いることなく直流-交流変換回路によって昇圧及び交流化を一段で行い、インダクタ及びコンデンサを介して放電灯を点灯させるようにした回路が提案されている。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】 しかしながら、高周波点灯にあたって従来の点灯回路では、放電灯の安定した点灯制御が困難であるという問題がある。

【0007】 即ち、放電灯をグロー放電からアーク放電へと移行させるに際して放電灯に立ち消えが生じないように放電灯を安定した点灯状態へと導くには、直流-交流変換回路の出力として数百ボルト程度の比較的高い電圧が必要となるが、放電灯の起動後における直流-交流変換回路の出力がこの高い電圧値のままであると、放電灯の定常点灯時には必要以上の電圧が放電灯にかかることになり、放電灯の寿命への影響や回路の効率低下が生じたり、部品の高耐圧化により装置の大型化を招く等の不都合が生じる。

【0008】

【課題を解決するための手段】 そこで、本発明放電灯の点灯回路は上記した課題を解決するために、直流入力電圧を交流電圧に変換して放電灯に供給するための直流-交流変換回路と、放電灯への始動用パルスが発生させて放電灯に印加する起動回路とを備えた放電灯の点灯回路において、以下の(イ)乃至(ニ)の構成を有するようにしたものである。

【0009】 (イ) 直流-交流変換回路の後段に放電灯に対してインダクタを直列に接続するとともにコンデンサを放電灯に対して並列に接続することによって共振回路を設ける。

【0010】 (ロ) 直流-交流変換回路への入力電圧及び入力電流、あるいは放電灯への供給電圧及び供給電流を検出するための検出手段を設ける。

【0011】 (ハ) 制御手段は直流-交流変換回路の出力電圧の周波数を変化させるための周波数可変発振手段を有する。

【0012】 (ニ) 制御手段は検出手段による検出信号から電力値又は電力近似値を求め、これが略一定となるように周波数可変発振手段の発振周波数を変化させる。

【0013】

【作用】 本発明によれば、直流-交流変換回路の後段に共振回路を設け、検出手段からの信号に基づいて制御手段が周波数可変発振部の発振周波数を変化させ、これによって直流-交流変換回路の出力電圧の周波数を変化させて放電灯への供給電圧を制御することができるので、共振回路における共振の持続電圧を放電灯をグロー放電からアーク放電へと移行するのに必要な電圧として利用

することができ、しかも制御手段の定電力制御により放電灯を安定した点灯状態へと導くことができる。

【0014】

【実施例】以下に、本発明放電灯の点灯回路の詳細を図示した実施例に従って説明する。尚、図示した実施例は本発明を自動車用メタルハライドランプの点灯回路1に適用したものである。

【0015】図1は点灯回路1の概要を示すものであり、バッテリー2が直流電圧入力端子3と3'との間に接続されている。

【0016】4、4'は直流電源ラインであり、その一方のライン4上には点灯スイッチ5が設けられ、また、他方のライン4'には電流検出抵抗6が設けられている。

【0017】7は直流-交流変換回路であり、バッテリー電圧を矩形波状の交流電圧に変換するために設けられている。

【0018】この直流-交流変換回路7は、図2に示すように、プッシュプル型のDC-ACコンバータの構成を有しており、トランス8の1次巻線8a側に設けられた半導体スイッチ素子9(i)(i=1、2)が駆動制御回路10からの信号によって相反的にスイッチング制御されるようになっている。

【0019】直流電源ライン4はトランス8の1次巻線8aのセンタータップに接続されており、半導体スイッチ素子9(1)、9(2)にNチャンネルMOSFETを使った場合には、両FETのソースが共通化されて直流電源ライン4'に接続され、これらFETのドレインがトランス8の1次巻線8aの各端子にそれぞれ接続されている。そして、FETのゲートには駆動制御回路10からの制御信号が供給される。尚、駆動制御回路10の構成については後述する。

【0020】11はインダクタであり、トランス8の2次巻線8bの一端と交流出力端子12、12'の一方12との間を結ぶ給電ライン13上に設けられている。

【0021】14は上記インダクタ11とともに共振回路を構成するコンデンサであり、その一端がインダクタ11の端子のうち反2次巻線8b側の端子に接続され、他端がトランス8の2次巻線8bの終端側端子と交流出力端子12'との間を結ぶ給電ライン13'に接続されている。

【0022】15、15は分圧抵抗であり、給電ライン13と13'との間においてコンデンサ14に並列に設けられている。

【0023】16は起動回路であり、トランス17と始動用パルス発生部18とから構成されている。トランス17の2次巻線17bの一端がコンデンサ19を介してインダクタ11とコンデンサ14との間に接続され、またその他端が交流出力端子12に接続されており、始動用パルス発生部18によりトランス17の1次巻線17

aに発生されるパルスがトランス17によって昇圧されて直流-交流変換回路7の出力に重畳されるようになっている。

【0024】20はメタルハライドランプであり、交流出力端子12と12'との間に接続されている。直流-交流変換回路7の出力する矩形波は、インダクタ11、コンデンサ14、トランス17等を経ることによって正弦波に近似した波形となってメタルハライドランプ20に供給される。

10 【0025】21はカレントトランスであり、給電ライン13'上に設けられている。

【0026】22は制御回路であり、電圧検出部23、電流検出部24、タイマー回路25、エラーアンプ26、点灯判別/周波数制御部27、周波数可変発振部28から構成されている。

【0027】電圧検出部23は、バッテリー電圧を検出するために設けられ、その検出点は点灯スイッチ5の後端とされている。そして、その出力信号は後段のエラーアンプ26に送出される。

20 【0028】また、電流検出部24は、バッテリー電流を検出するために設けられており、バッテリー電流は上記電流検出抵抗6により電圧変換されて入力される。そして、その出力信号は後段のエラーアンプ26に送出される。

【0029】タイマー回路25は、メタルハライドランプ20の消灯時間を検出し、起動時におけるメタルハライドランプ20の状態に応じた電力アップ制御を行い、メタルハライドランプ20の始動時間を短くするために設けられている。即ち、メタルハライドランプ20を冷えた状態から起動させる所謂コールドスタート時には、メタルハライドランプ20の定格電力より大きな電力を供給することによって光束の立ち上がり特性を良好にするものである。

【0030】エラーアンプ26には、電圧検出部23の出力信号と電流検出部24の出力信号との加算信号が入力され、これと所定の基準電圧との間の差信号が後段の周波数可変発振部28に送出される。つまり、エラーアンプ26は加算信号のレベルが一定の値となるように制御するために設けられる。尚、加算信号を一定値にするための基準値は固定した値ではなく、上記タイマー回路25の出力に応じて可変される。

【0031】点灯判別/周波数制御部27は、メタルハライドランプ20の点灯状態又は不点灯状態を判別するとともに、メタルハライドランプ20が不点灯状態であると判別された場合には周波数可変発振部28に制御信号を送出して直流-交流変換回路7の出力する矩形波状電圧を一時的に高めるために設けられる。点灯判別/周波数制御部27には、カレントトランス21や分圧抵抗15、15による検出信号が入力され、カレントトランス21の検出信号に基づいてメタルハライドランプ20

5

が点灯したか否かを判別して、メタルハライドランプ20が不点灯状態である場合に分圧抵抗15、15によって検出される出力電圧が所定の値になるように制御するための信号を周波数可変発振部28に送出する。

【0032】周波数可変発振部28は、上記エラーアンプ26、点灯判別/周波数制御部27からの信号に応じて変化される発振周波数をもった信号を発生して、これを駆動制御回路10に送出することによって、直流-交流変換回路7の出力する矩形波の周波数を制御するために設けられている。

【0033】図3は制御回路22の構成例を示すものである。

【0034】電圧検出部23は、演算増幅器29を用いた電圧バッファの構成とされており、該演算増幅器29の非反転入力端子には分圧抵抗30、30'によりバッテリー電圧の分圧値が入力される。尚、抵抗30の一端が直流電源ライン4に接続され、その他端が抵抗30'を介して接地されており、ツェナーダイオード31及びコンデンサ32が抵抗30'に並列に設けられている。

【0035】電流検出部24は、演算増幅器33を用いた非反転増幅回路とされており、演算増幅器33の非反転入力端子には、電流検出抵抗6による検出電圧が分圧抵抗34、34'を介して入力される。尚、演算増幅器33の出力端子と反転入力端子との間には抵抗35が介挿されており、演算増幅器33の反転入力端子は抵抗36を介して接地されている。

【0036】本実施例では電圧検出部23及び電流検出部24をトランス8の一次側に設けることによって直流-交流変換回路7への入力電圧及び電流を検出しているが、このような直流での電圧・電流検出は、ランプ電圧及び電流をAC値として検出する場合に比べて制御系の応答を速くすることができ(検出値をDC値に変換する必要がないため。)、また、素子の耐圧を高くする必要がない等の利点がある。但し、電力制御にあたっては、直流-交流変換回路等での電力損失について予め考慮する必要がある。

【0037】タイマー回路25は、時定数回路37と演算増幅器38とを有する。

【0038】39はコンデンサであり、その一端が抵抗40及びダイオード41を介して直流電源ライン4に接続され、他端が接地されている。

【0039】コンデンサ39の端子電圧は抵抗42を介して演算増幅器38の反転入力端子に送られる。

【0040】43はコンデンサ39に対して並列に設けられた抵抗である。

【0041】演算増幅器38の非反転入力端子には所定の基準電圧 E_t が供給され、演算増幅器38の出力信号は順方向接続のダイオード44を介してエラーアンプ26に送出される。

【0042】45は演算増幅器38の出力端子と反転入

6

力端子との間に介挿された抵抗である。

【0043】エラーアンプ26は演算増幅器46を用いて構成され、その非反転入力端子には演算増幅器29、33の出力が抵抗47、48をそれぞれ介して入力される。また、演算増幅器46の反転入力端子には分圧抵抗49、49'によって規定される基準電圧(メタルハライドランプ20の定格電力に対応し、これを「 E_{ref} 」と記す。)が抵抗50を介して供給されるとともに、タイマー回路25の出力が抵抗50を介して供給される。

【0044】51は、演算増幅器46の出力端子と反転入力端子との間に介挿された抵抗である。

【0045】点灯判別/周波数制御部27は、反転増幅回路を構成する演算増幅器52の反転入力端子側に分圧抵抗15、15による検出電圧が供給され、演算増幅器52の非反転入力端子に供給される基準電圧がカレントトランス21によるランプ電流検出値の如何によって変化するように構成されている。

【0046】即ち、ダイオード53のアノードが分圧抵抗15と15との間に接続され、そのカソードが抵抗54を介して演算増幅器52の反転入力端子に接続されるとともにコンデンサ55を介して接地されている。

【0047】また、カレントトランス21の2次巻線の一端がツェナーダイオード56を介して接地されるとともに抵抗57を介してエミッタ接地のNPNトランジスタ58のベースに接続されており、トランジスタ58のコレクタが分圧抵抗59と60との間に接続されている。分圧抵抗59の一端には所定電圧 V_{cc} が供給され、その他端が分圧抵抗60を介して接地されるとともに抵抗61を介して演算増幅器52の非反転入力端子に接続されている。

【0048】62はダイオードであり、そのアノードが演算増幅器52の出力端子に接続され、そのカソードが抵抗63を介して演算増幅器52の反転入力端子に接続されている。

【0049】周波数可変発振部28は、可変容量ダイオードを用いたCR発振回路の構成とされており、可変容量ダイオードを用いることによって、パルス幅制御方式等の電力制御を行う場合に比べて回路構成の簡単化が図られている。

【0050】64は可変容量ダイオードであり、そのカソードが上記ダイオード62のカソードに接続されるとともに抵抗65を介して演算増幅器46の出力端子に接続され、そのアノードは接地されている。

【0051】66はNOTシュミットトリガであり、その入力端子はコンデンサ67を介して可変容量ダイオード64のカソードに接続されている。

【0052】68はNOTシュミットトリガ66に対して並列に設けられた抵抗である。

【0053】69はNOTシュミットトリガ66の後段

7

に設けられた波形整形部であり、NOTシュミットトリガ66の出力の立ち上がりから稍遅れた細幅の立ち上がり微分波形を得るものである。図4に示すように、NOTシュミットトリガ66の出力は2つに分岐してその一方が2入力NANDシュミットトリガ70の一方の入力端子に入力され、他方がNOTシュミットトリガ71、抵抗72及びコンデンサ73からなる積分回路74を経てNANDシュミットトリガ70の残りの入力端子に入力される。

【0054】75、76はNOTシュミットトリガであり、その一方75がNANDシュミットトリガ70の後段に設けられ、他方76がNOTシュミットトリガ75の後段に設けられている。そして、これらNOTシュミットトリガ75、76の出力はともに直流-交流変換回路7の駆動制御回路10に送出される。

【0055】駆動制御回路10は、直流-交流変換回路7の半導体スイッチ素子9(1)、9(2)に対する駆動信号のスイッチングスピードを速めたり、駆動信号がデッドタイムを含むように波形整形を行う等の役割をもっている。

【0056】図4に示すように駆動制御回路10は、D型フリップフロップ77及び78、2入力NANDシュミットトリガ79及び80、NOTシュミットトリガ81及び82、コンプリメンタリ対83、84から構成されている。

【0057】D型フリップフロップ77のクロック入力端子(CK)には、上記NOTシュミットトリガ76の出力信号が入力され、そのQ出力端子がNANDシュミットトリガ79の入力端子の一方に入力される。尚、D型フリップフロップ77のQバー出力信号はD型フリップフロップ77、78のD入力端子にそれぞれ送出されるとともに、NANDシュミットトリガ80の入力端子の一方に送出される。

【0058】また、D型フリップフロップ78のクロック入力端子(CK)には、上記NOTシュミットトリガ75の出力信号が入力され、そのQ出力端子がNANDシュミットトリガ79の残りの入力端子に入力される。尚、D型フリップフロップ78のQバー出力信号はNANDシュミットトリガ80の残りの入力端子に送出される。

【0059】NANDシュミットトリガ79、80の出力信号は、後段のNOTシュミットトリガ81、82を介してコンプリメンタリ対83、84にそれぞれ送られる。

【0060】そして、コンプリメンタリ対83、84の出力はそれぞれ直流-交流変換回路7の半導体スイッチ素子9(1)、9(2)に駆動信号として送出される。

【0061】始動用パルス発生部18は、図2に示すように、コンデンサの充電電圧が所定電圧に達した時に自己降伏型スイッチ素子の降伏によりトランス17の1次

8

側にパルスが発生されるように構成されている。

【0062】トランス17の1次巻線17aの一端は2次巻線17bとコンデンサ19との間に接続されており、他端はスパークギャップ等の自己降伏型スイッチ素子85(図ではスイッチの記号で示す。)の一端に接続されている。

【0063】86はダイオードであり、そのアノードがコンデンサ87を介してコンデンサ19とトランス17の2次巻線17bとの間に接続され、そのカソードが給電ライン13'に接続されている。

【0064】しかして、制御回路22にあっては、バッテリー電圧が抵抗30、30'によって分圧されて電圧検出部23の演算増幅器29に送られ、また、バッテリー電流が電流検出抵抗6によって検出されて電流検出部24の演算増幅器33に送られて増幅される。

【0065】そして、演算増幅器29の出力と演算増幅器33の出力が所定の比率をもって加算され、これがエラーアンプ26に送出され、ここで基準値 E_{ref} と比較される。つまり、エラーアンプ26は電圧検出部23の出力と電流検出部24の出力との加算結果としてメタルハライドランプ20への供給電力の近似値を求め、これが基準電圧に対応する一定値になるよう制御するためにエラー電圧を周波数可変発振部28に送出する。

【0066】エラー電圧は抵抗65を介して周波数可変発振部28の可変容量ダイオード64に供給され、これによって発振周波数が変化する。即ち、エラー電圧が大きいと可変容量ダイオード64の逆方向バイアス電圧が大きいため接合容量が小さくなり、発振周波数が高くなる。

【0067】また、タイマー回路25からエラーアンプ26に送られる信号によって基準電圧 E_{ref} が変化して、メタルハライドランプ20に対する電力アップ制御が行われる。

【0068】例えば、コールドスタート時には、時定数回路37のコンデンサ39が空の状態が充電されているとき、その端子電圧と基準電圧 E_t との差電圧に応じてエラーアンプ26の基準電圧が上昇する。よって、エラーアンプ26における電力近似値の比較基準値が大きくなるので、メタルハライドランプ20への供給電力が大きくなる。尚、供給電力の上昇の度合は、メタルハライドランプ20の消灯時間に対応して変化するコンデンサ39の端子電圧の如何による。

【0069】可変容量ダイオード64に対する制御電圧はまた点灯判別/周波数制御部27からも与えられる。

【0070】ランプの起動時には電圧検出部23、電流検出部24、エラーアンプ26からなる電力制御系から外れて、演算増幅器52が制御の主流となる。

【0071】カレントトランス21によりランプ電流が流れていないことが検出された場合にはトランジスタ58がオフ状態となり、演算増幅器52は分圧抵抗15、

15によって検出されるコンデンサ14の端子電圧が所定の電圧(分圧抵抗59、60によるVccの分圧値により規定される。)になるような制御電圧を可変容量ダイオード64に供給する。つまり、演算増幅器52はランプ電圧を基準電圧と比較するエラーアンプとなっており、その制御電圧によって可変容量ダイオード64の接合容量が変化し、これによって周波数可変発振部28の発振周波数が可変される。

【0072】ランプ電圧が低いときには、演算増幅器52の制御電圧が大きいので可変容量ダイオード64への印加電圧が大きく、可変容量ダイオード64の接合容量が小さくなるため、周波数可変発振部28の発振周波数がインダクタ11及びコンデンサ14に係る共振周波数にほぼ等しい値まで高くなる。

【0073】また、カレントトランス21により検出されるランプ電流によりトランジスタ58がオン状態になると、演算増幅器52の非反転入力端子がゼロレベルに固定され、ダイオード62が導通しなくなるため、制御は電力制御系に委ねられ、ランプが定常状態に近づくにつれて周波数可変発振部28の発振周波数が低くなって所定値に漸近していく。

【0074】周波数可変発振部28の出力信号は、駆動制御回路10に送られて、ここでデッドタイムを含むほぼ相反した位相関係にある矩形波信号が得られる。

【0075】NOTシュミットトリガ75の出力信号とNOTシュミットトリガ76の出力信号とは互いに反相関係の信号であり、フリップフロップ77、78のQ出力信号はこれらの分周信号となるが、フリップフロップ78のQ出力信号の方がフリップフロップ77のQ出力信号よりやや遅れた信号となる。そして、これらフリップフロップ77、78の出力信号のQ出力同士とQバー出力同士との論理積をとることによってデッドタイムをもった2つの信号が得られる。そして、これらの信号によって直流-交流変換回路7の半導体スイッチ素子9(1)、9(2)が駆動される。

【0076】上述したようにランプの点灯前には周波数可変発振部28の発振周波数が高くなってインダクタ11及びコンデンサ14による共振が起こり、これによって直流-交流変換回路7の出力電圧に対して数倍の昇圧が行われる。

【0077】この電圧によって始動用パルス発生部18のコンデンサ87が充電されていき、その端子電圧が所定電圧を越えた時点で自己降伏型スイッチ素子85が降伏してトランス17の1次側にパルスが発生し、これがトランス17により昇圧されて数十キロボルトの始動用パルスがメタルハライドランプ20に印加されてランプに起動がかかる。

【0078】ランプの点灯後には、周波数可変発振部28の発振周波数が低くなるが、ランプが点灯して間もないうち(0.1~1ms程度)は共振の持続により放電

灯に比較的高い電圧が供給されるため、グロー放電からアーク放電への移行が促進される。

【0079】そして、電力制御系による周波数制御に移行して、インダクタ11及びコンデンサ14による共振はなくなり、最終的にランプの定電力制御が行われてメタルハライドランプ20の点灯状態が安定する。

【0080】

【発明の効果】以上に記載したところから明らかなように、本発明放電灯の点灯回路によれば、直流-交流変換回路の後段に共振回路を設け、検出手段からの信号に基づいて制御手段が周波数可変発振部の発振周波数を変化させ、これによって直流-交流変換回路の出力電圧の周波数を変化させて放電灯への供給電圧を制御することができるので、共振回路における共振の持続電圧を放電灯をグロー放電からアーク放電へと移行するのに必要な電圧として利用することができ、しかも制御手段の定電力制御により放電灯を安定した点灯状態へと導くことができる。

【0081】そして、放電灯の消灯時間を検出するためのタイマー回路を設けて、その出力に応じて放電灯への供給電力が定格電力値より大きくなるように制御することによって、放電灯の状態に応じた起動制御を行い、放電灯の始動時間又は再始動時間を短縮することができる。

【0082】また、周波数可変発振部に可変容量ダイオードを用いたCR発振部を用いて直流-交流変換回路の出力電圧の周波数を変化させることによって、回路構成の簡単化等を図ることができる。

【0083】尚、上記実施例において示した具体的な回路構成は何れも本発明の具体化に当たってのほんの一例を示したものにすぎず、これらによって本発明の技術的範囲が限定的に解釈されるものではない。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る放電灯の点灯回路の概要を示す回路ブロック図である。

【図2】直流-交流変換回路及び起動回路の構成を示す回路図である。

【図3】制御回路の構成を示す回路図である。

【図4】周波数可変発振部及び駆動制御回路の構成を示す回路図である。

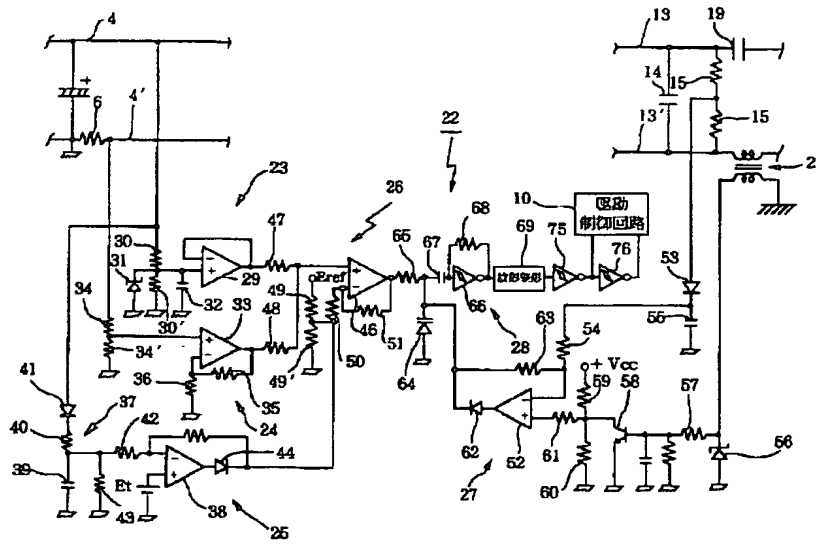
【符号の説明】

- 1 放電灯の点灯回路
- 7 直流-交流変換回路
- 11、14 共振回路
- 11 インダクタ
- 14 コンデンサ
- 15、21、23、24 検出手段
- 16 起動回路
- 20 放電灯(メタルハライドランプ)
- 22 制御手段(制御回路)

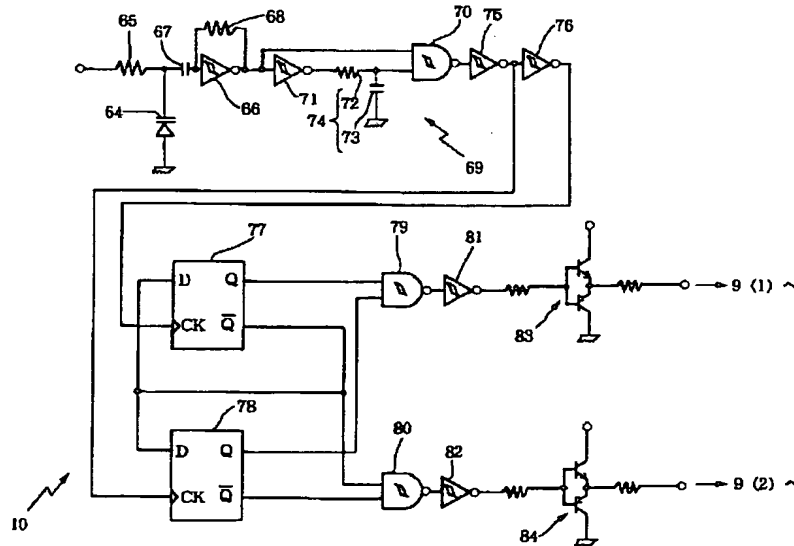
12

- 64 可変容量ダイオード
64、65、66、67、68 CR発振部

【図3】



【図4】



DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Industrial Application] This invention relates to the light circuit of a new electric discharge lamp. In detail, the light circuit of the new electric discharge lamp which enabled it to realize stable light control of an electric discharge lamp in the high frequency lighting of an electric discharge lamp is provided.

[0002]

[Description of the Prior Art] After carrying out pressure up of the dc input voltage by a direct current booster circuit about exchange lighting of electric discharge lamps, such as a metal halide lamp, the light circuit which exchange-izes and supplied this to the electric discharge lamp by the latter direct-current-conversion-into-ac circuit is known.

[0003] By the way, the mission in which the direct current booster circuit is bearing the role which keeps lighting of an electric discharge lamp stable in the light circuit of such a square wave lighting method, and the output voltage must answer immediately to the ramp voltage of an electric discharge lamp, Since it has a mission in which it must be stable to disturbance, such as change of power supply voltage, contrary to this, the difficulty of the coexistence affects the lighting stability of an electric discharge lamp, and causes instability, such as a shake of an arc, and movement of a luminescent spot.

[0004] For this reason, perfect solution is difficult although the improvement by speedup of a polar change of a square wave, compensation of restriking voltage, etc. is achieved.

[0005] Then, a direct-current-conversion-into-ac circuit performs pressure up and exchange-ization in one step, without desiring high frequency lighting of the electric discharge lamp, for example, using a direct current booster circuit, and the circuit it was made to make an electric discharge lamp turn on via an inductor and a capacitor is proposed.

[0006]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] However, there is a problem that the light control where the electric discharge lamp was stabilized is difficult, in high frequency lighting in the conventional light circuit.

[0007] Namely, in order to lead an electric discharge lamp to the stable lighted condition so that it may face making an electric discharge lamp shift to arc discharge from glow discharge and going out may not arise in an electric discharge lamp, the comparatively high voltage of about hundreds of volts is needed as an output of a direct-current-conversion-into-ac circuit, but. The voltage more than needed will take [that the output of the direct-current-conversion-into-ac circuit after starting of an electric discharge lamp continues being this high pressure value and] for an electric discharge lamp at the time of regular lighting of an electric discharge lamp, and inconvenience, such as the influence of the life on an electric discharge lamp and the degradation of a circuit arising, or causing enlargement of a device by high-withstand-pressure-ization of parts, arises.

[0008]

[Means for Solving the Problem] Then, in order that a light circuit of this invention electric discharge lamp may solve the above-mentioned technical problem, It is made to have following (b) thru/or the composition of (**) in a light circuit of an electric discharge lamp provided with a direct-current-conversion-into-ac circuit for changing dc input voltage into a volts alternating current, and supplying an electric discharge lamp, and a bootstrap circuit which is made to generate a pulse for start up to an electric discharge lamp, and is impressed to an electric discharge lamp.

[0009] (b) While connecting an inductor to the latter part of a direct-current-conversion-into-

ac circuit in series to an electric discharge lamp, provide a resonant circuit by connecting a capacitor in parallel to an electric discharge lamp.

[0010](**) Form a detection means for detecting service voltage and supply current to input voltage and an input current, or an electric discharge lamp to a direct-current-conversion-into-ac circuit.

[0011](**) A control means has a frequency variable oscillation means for changing frequency of output voltage of a direct-current-conversion-into-ac circuit.

[0012](**) A control means calculates a power value or an electric power approximate value from a detecting signal by a detection means, and it changes oscillating frequency of a frequency variable oscillation means so that this may serve as approximately regulated.

[0013]

[Function]By this invention, a resonant circuit is established in the latter part of a direct-current-conversion-into-ac circuit, a control means changes the oscillating frequency of a frequency variable oscillation part based on the signal from a detection means, the frequency of the output voltage of a direct-current-conversion-into-ac circuit can be changed, and the service voltage to an electric discharge lamp can be controlled by this.

Therefore, the self-sustaining voltage of the resonance in a resonant circuit can be used as voltage required to shift an electric discharge lamp to arc discharge from glow discharge, and it can lead to the lighted condition moreover stabilized in the electric discharge lamp by the constant power control of the control means.

[0014]

[Example]Below, it explains according to the example illustrating the details of the light circuit of this invention electric discharge lamp. The illustrated example applies this invention to the light circuit 1 of the metal halide lamp for cars.

[0015]Drawing 1 shows the outline of the light circuit 1, and the battery 2 is connected between the direct-current-voltage input terminal 3 and 3'.

[0016]4 and 4' is a DC-power-supply line, the lighting switch 5 is formed on the line 4 of one of these, and the current sensing resistor 6 is formed in line 4' of another side.

[0017]7 is a direct-current-conversion-into-ac circuit, and it is provided in order to change battery voltage into a rectangular wave shape volts alternating current.

[0018]This direct-current-conversion-into-ac circuit 7 has the composition of a push pull type DC-AC converter, as shown in drawing 2.

Switching control of the semiconductor switching device 9(i) (i= 1, 2) provided in the primary winding 8a side of the transformer 8 is reciprocally carried out by the signal from the drive control circuit 10.

[0019]When the DC-power-supply line 4 is connected to the center tap of the primary winding 8a of the transformer 8 and N-channel MOS FET is used for the semiconductor switching device 9 (1) and 9 (2), The source of both FET is communalized, it is connected to DC-power-supply line 4', and the drain of these FET is connected to each terminal of the primary winding 8a of the transformer 8, respectively. And the control signal from the drive control circuit 10 is supplied to the gate of FET. The composition of the drive control circuit 10 is mentioned later.

[0020]11 is an inductor and is provided on the end of the secondary winding 8b of the transformer 8, and the ac output terminal 12 and the feed line 13 of 12' to which between 12 is connected on the other hand.

[0021]14 is a capacitor which constitutes a resonant circuit with the above-mentioned inductor 11, the one end is connected to the terminal by the side of the secondary anti-winding 8b among the terminals of the inductor 11, and the other end is connected to feed line 13' which connects between the termination side edge child of the secondary winding 8b of the

transformer 8, and ac output terminal 12'.

[0022]15 and 15 are partial pressure resistance and are provided in parallel with the capacitor 14 between the feed line 13 and 13'.

[0023]16 is a bootstrap circuit and comprises the transformer 17 and the pulse generation part 18 for start up. The end of the secondary winding 17b of the transformer 17 is connected between the inductor 11 and the capacitor 14 via the capacitor 19, The other end is connected to the ac output terminal 12, by the transformer 17, pressure up of the pulse generated by the primary winding 17a of the transformer 17 by the pulse generation part 18 for start up is carried out, and the output of the direct-current-conversion-into-ac circuit 7 is overlapped on it.

[0024]20 is a metal halide lamp and is connected between the ac output terminal 12 and 12'. By passing through the inductor 11, the capacitor 14, and transformer 17 grade, the square wave which the direct-current-conversion-into-ac circuit 7 outputs serves as a waveform approximated to the sine wave, and is supplied to the metal halide lamp 20.

[0025]21 is a current transformer and is provided on feed line 13'.

[0026]22 is a control circuit and comprises the voltage detector 23, the current detecting element 24, the timer circuit 25, the error amplifier 26, the lighting distinction / frequency control part 27, and the frequency variable oscillation part 28.

[0027]It is provided in order that the voltage detector 23 may detect battery voltage, and let the detecting point be the back end of the lighting switch 5. And the output signal is sent out to the latter error amplifier 26.

[0028]The current detecting element 24 is formed in order to detect battery current. Voltage conversion of the battery current is carried out by the above-mentioned current sensing resistor 6, and it is inputted.

And the output signal is sent out to the latter error amplifier 26.

[0029]The timer circuit 25 detects the lights-out of the metal halide lamp 20, performs electric power rise control according to the state of the metal halide lamp 20 at the time of starting, and it is provided in order to shorten setup time of the metal halide lamp 20. That is, at the time what is called of a cold start which starts the metal halide lamp 20 from the state where it got cold, the rising characteristic of light flux is made good by supplying bigger electric power than the rated apparent power of the metal halide lamp 20.

[0030]The summed signal of the output signal of the voltage detector 23 and the output signal of the current detecting element 24 is inputted into the error amplifier 26, and the difference signal between this and predetermined reference voltage is sent out to the latter frequency variable oscillation part 28. That is, the error amplifier 26 is formed in order to control so that the level of a summed signal serves as a fixed value. The reference value for making a summed signal into constant value is changed according to the output of the above-mentioned timer circuit 25 instead of the fixed value.

[0031]While lighting distinction / frequency control part 27 distinguishes the lighted condition or the non-lighted condition of the metal halide lamp 20, It is provided in order to raise temporarily the rectangular-wave-shape voltage which sends out a control signal to the frequency variable oscillation part 28, and the direct-current-conversion-into-ac circuit 7 outputs, when it is distinguished that the metal halide lamp 20 is a non-lighted condition. The detecting signal by the current transformer 21 or the partial pressure resistance 15 and 15 is inputted into lighting distinction / frequency control part 27, and it is distinguished whether the metal halide lamp 20 lit up based on the detecting signal of the current transformer 21, The signal for controlling so that the output voltage detected by the partial pressure resistance 15 and 15 becomes a predetermined value, when the metal halide lamp 20 is a non-lighted condition is sent out to the frequency variable oscillation part 28.

[0032]The frequency variable oscillation part 28 by generating a signal with the oscillating frequency which changes according to the signal from the above-mentioned error amplifier

26, and the lighting distinction / frequency control part 27, and sending this out to the drive control circuit 10, It is provided in order to control the frequency of the square wave which the direct-current-conversion-into-ac circuit 7 outputs.

[0033]Drawing 3 shows the example of composition of the control circuit 22.

[0034]The voltage detector 23 is considered as the composition of the voltage buffer which used the operational amplifier 29.

The partial pressure value of battery voltage is inputted into the non-inversed input terminal of this operational amplifier 29 by the partial pressure resistance 30 and 30'.

One end of the resistance 30 is connected to the DC-power-supply line 4, the other end is grounded via resistance 30', and the zener diode 31 and the capacitor 32 are formed in parallel with resistance 30'.

[0035]Let the current detecting element 24 be the non-inversed amplifying circuit which used the operational amplifier 33.

The detection voltage by the current sensing resistor 6 is inputted into the non-inversed input terminal of the operational amplifier 33 via the partial pressure resistance 34 and 34'.

The resistance 35 is inserted between the output terminal of the operational amplifier 33, and the inversed input terminal, and the inversed input terminal of the operational amplifier 33 is grounded via the resistance 36.

[0036]Although the input voltage and current to the direct-current-conversion-into-ac circuit 7 are detected in this example by forming the voltage detector 23 and the current detecting element 24 in the primary side of the transformer 8, The voltage-current detection by such direct current can make the response of a control system quick compared with the case where ramp voltage and current are detected as an AC value (since it is not necessary to change a detection value into a DC value.), and there is an advantage of it not being necessary to make pressure-proofing of an element high etc. However, in power controls, it is necessary to take into consideration beforehand about the power loss in a direct-current-conversion-into-ac circuit etc.

[0037]The timer circuit 25 has the time constant circuit 37 and the operational amplifier 38.

[0038]39 is a capacitor, the one end is connected to the DC-power-supply line 4 via the resistance 40 and the diode 41, and the other end is grounded.

[0039]The terminal voltage of the capacitor 39 is sent to the inversed input terminal of the operational amplifier 38 via the resistance 42.

[0040]43 is the resistance provided in parallel to the capacitor 39.

[0041]The predetermined reference voltage E_t is supplied to the non-inversed input terminal of the operational amplifier 38, and the output signal of the operational amplifier 38 is sent out to the error amplifier 26 via the diode 44 of forward direction connection.

[0042]45 is the resistance inserted between the output terminal of the operational amplifier 38, and the inversed input terminal.

[0043]The error amplifier 26 is constituted using the operational amplifier 46, and the output of the operational amplifiers 29 and 33 is inputted into the non-inversed input terminal respectively via the resistance 47 and 48. While the reference voltage (it corresponds to the rated apparent power of the metal halide lamp 20, and this is described as " E_{ref} ".) specified to the inversed input terminal of the operational amplifier 46 by the partial pressure resistance 49 and 49' is supplied via the resistance 50, the output of the timer circuit 25 is supplied via the resistance 50.

[0044]51 is the resistance inserted between the output terminal of the operational amplifier 46, and the inversed input terminal.

[0045]The detection voltage by the partial pressure resistance 15 and 15 is supplied to the inversed input terminal side of the operational amplifier 52 with which lighting distinction / frequency control part 27 constitutes inversed amplification, The reference voltage supplied to the non-inversed input terminal of the operational amplifier 52 is constituted so that the lamp

current detection value by the current transformer 21 may therefore change how.

[0046]That is, while the anode of the diode 53 is connected between the partial pressure resistance 15 and 15 and the cathode is connected to the inversed input terminal of the operational amplifier 52 via the resistance 54, it is grounded via the capacitor 55.

[0047]While the end of the secondary winding of the current transformer 21 is grounded via the zener diode 56, it is connected to the base of NPN transistor 58 of a grounded emitter via the resistance 57, and the collector of the transistor 58 is connected between the partial pressure resistance 59 and 60. The prescribed voltage Vcc is supplied to one end of the partial pressure resistance 59, and while the other end is grounded via the partial pressure resistance 60, it is connected to the non-inversed input terminal of the operational amplifier 52 via the resistance 61.

[0048]62 is a diode, the anode is connected to the output terminal of the operational amplifier 52, and the cathode is connected to the inversed input terminal of the operational amplifier 52 via the resistance 63.

[0049]The frequency variable oscillation part 28 is considered as the composition of the CR oscillation circuit which used variable capacitance diode.

By using variable capacitance diode, simplification of circuitry is attained compared with the case where power controls, such as a pulse width control system, are performed.

[0050]64 is variable capacitance diode, while the cathode is connected to the cathode of the above-mentioned diode 62, it is connected to the output terminal of the operational amplifier 46 via the resistance 65, and the anode is grounded.

[0051]66 is NOT Schmidt Trigger and the input terminal is connected to the cathode of the variable capacitance diode 64 via the capacitor 67.

[0052]68 is the resistance provided in parallel to NOT Schmidt Trigger 66.

[0053]69 is the waveform shaping section provided in the latter part of NOT Schmidt Trigger 66, and obtains the standup differential waveform of ***** from the standup of the output of NOT Schmidt Trigger 66. As shown in drawing 4, the output of NOT Schmidt Trigger 66 branches to two, and one of these is inputted into one input terminal of 2 input NAND Schmidt Trigger 70, Another side is inputted into the remaining input terminals of NAND Schmidt Trigger 70 through the integration circuit 74 which consists of NOT Schmidt Trigger 71, the resistance 72, and the capacitor 73.

[0054]75 and 76 are NOT Schmidt Trigger, one 75 of these is formed in the latter part of NAND Schmidt Trigger 70, and another side 76 is established in the latter part of NOT Schmidt Trigger 75. And both the outputs of these NOT Schmidt Trigger 75 and 76 are sent out to the drive control circuit 10 of the direct-current-conversion-into-ac circuit 7.

[0055]The drive control circuit 10 has a role, such as speeding up the switching speed of the semiconductor switching device 9 of the direct-current-conversion-into-ac circuit 7 (1), and the driving signal over 9 (2), or performing waveform shaping so that a driving signal may contain a dead time.

[0056]As shown in drawing 4, the drive control circuit 10 comprises D type flip-flops 77 and 78, 2 input NAND Schmidt Trigger 79 and 80, NOT Schmidt Trigger 81 and 82, and the complementary pairs 83 and 84.

[0057]The output signal of above-mentioned NOT Schmidt Trigger 76 is inputted into the clock input terminal (CK) of D type flip-flop 77, and the Q output terminal is inputted into one side of the input terminal of NAND Schmidt Trigger 79. Q bar output signal of D type flip-flop 77 is sent out to one side of the input terminal of NAND Schmidt Trigger 80 while it is sent out to D input terminal of D type flip-flops 77 and 78, respectively.

[0058]The output signal of above-mentioned NOT Schmidt Trigger 75 is inputted into the clock input terminal (CK) of D type flip-flop 78, and the Q output terminal is inputted into the remaining input terminals of NAND Schmidt Trigger 79. Q bar output signal of D type flip-

flop 78 is sent out to the remaining input terminals of NAND Schmidt Trigger 80.

[0059]The output signal of NAND Schmidt Trigger 79 and 80 is sent to the complementary pairs 83 and 84 via latter NOT Schmidt Trigger 81 and 82, respectively.

[0060]And the output of the complementary pairs 83 and 84 is sent out to the semiconductor switching device 9 of the direct-current-conversion-into-ac circuit 7 (1), and 9 (2) as a driving signal, respectively.

[0061]The pulse generation part 18 for start up is constituted so that a pulse may be generated by surrender of a self-surrender type switch element at a primary the transformer 17 side, when the charge voltages of a capacitor reach prescribed voltage, as shown in drawing 2.

[0062]One end of the primary winding 17a of the transformer 17 is connected between the secondary winding 17b and the capacitor 19, and the other end is connected to one end of the self-surrender type switch elements 85 (by a diagram, the sign of a switch shows.), such as a spark gap.

[0063]86 is a diode, the anode is connected between the capacitor 19 and the secondary winding 17b of the transformer 17 via the capacitor 87, and the cathode is connected to feed line 13'.

[0064]If a deer is carried out and it is in the control circuit 22, the partial pressure of the battery voltage is carried out by the resistance 30 and 30', and it is sent to the operational amplifier 29 of the voltage detector 23, and battery current is detected by the current sensing resistor 6, and it is sent and amplified by the operational amplifier 33 of the current detecting element 24.

[0065]And the output of the operational amplifier 29 and the output of the operational amplifier 33 are added with a predetermined ratio, and this is sent out to the error amplifier 26 and compared with the reference value E_{ref} here. That is, the error amplifier 26 calculates the approximate value of the power supply to the metal halide lamp 20 as an added result of the output of the voltage detector 23, and the output of the current detecting element 24, and in order to control so that this becomes the constant value corresponding to reference voltage, it sends out error voltage to the frequency variable oscillation part 28.

[0066]Error voltage is supplied to the variable capacitance diode 64 of the frequency variable oscillation part 28 via the resistance 65, and oscillating frequency changes with these. That is, since the reverse bias voltage of the variable capacitance diode 64 is large when error voltage is large, a junction capacitance becomes small, and oscillating frequency becomes high.

[0067]The reference voltage E_{ref} changes with the signals sent to the error amplifier 26 from the timer circuit 25, and electric power rise control to the metal halide lamp 20 is performed.

[0068]For example, at the time of a cold start, sky condition is charged for the capacitor 39 of the time constant circuit 37, and the reference voltage of the error amplifier 26 goes up according to the difference voltage of the terminal voltage and reference voltage E_t .

Therefore, since the standard-for-comparison value of the electric power approximate value in the error amplifier 26 becomes large, the power supply to the metal halide lamp 20 becomes large. The degree of a rise of power supply is based on how of the terminal voltage of the capacitor 39 which changes corresponding to the lights-out of the metal halide lamp 20.

[0069]The control voltage to the variable capacitance diode 64 is given also from lighting distinction / frequency control part 27 again.

[0070]It separates from the power-controls system which consists of the voltage detector 23, the current detecting element 24, and the error amplifier 26 at the time of starting of a lamp, and the operational amplifier 52 becomes in use [control].

[0071]When it is detected that lamp current is not flowing with the current transformer 21, the transistor 58 will be in an OFF state, The operational amplifier 52 supplies control voltage from which the terminal voltage of the capacitor 14 detected by the partial pressure resistance 15 and 15 turns into predetermined voltage (prescribed by the partial pressure value of V_{cc} by the partial pressure resistance 59 and 60.) to the variable capacitance diode 64. That is, the

operational amplifier 52 serves as error amplifier [reference voltage / ramp voltage], the junction capacitance of the variable capacitance diode 64 changes with the control voltage, and the oscillating frequency of the frequency variable oscillation part 28 is changed by this. [0072] Since the control voltage of the operational amplifier 52 is large, the impressed electromotive force to the variable capacitance diode 64 becomes large and the junction capacitance of the variable capacitance diode 64 becomes small, when ramp voltage is low, The oscillating frequency of the frequency variable oscillation part 28 becomes high to a value almost equal to the resonance frequency concerning the inductor 11 and the capacitor 14.

[0073] Since the non-inversed input terminal of the operational amplifier 52 is fixed to a zero level and the diode 62 stops flowing, when the transistor 58 is turned on according to the lamp current detected by the current transformer 21, The oscillating frequency of the frequency variable oscillation part 28 becomes low, and carries out asymptotic [of the control] to the predetermined value as a power-controls system is entrusted and a lamp approaches a stationary state.

[0074] The output signal of the frequency variable oscillation part 28 is sent to the drive control circuit 10, and the rectangular wave signal in the mostly conflicting phase relation which contains a dead time here is acquired.

[0075] Although the output signal of NOT Schmidt Trigger 75 and the output signal of NOT Schmidt Trigger 76 are phase-sequence-reversal-related signals mutually and Q output signal of the flip-flops 77 and 78 turns into these dividing signals, The direction of Q output signal of the flip-flop 78 serves as a signal which was a little late for Q output signal of the flip-flop 77. And two signals with a dead time are acquired by taking the logical product of Q outputs of the output signal of these flip-flops 77 and 78, and Q bar outputs. And the semiconductor switching device 9 of the direct-current-conversion-into-ac circuit 7 (1) and 9 (2) drive with these signals.

[0076] As mentioned above, before lighting of a lamp, the oscillating frequency of the frequency variable oscillation part 28 becomes high, resonance by the inductor 11 and the capacitor 14 takes place, and several times as much pressure up is performed by this to the output voltage of the direct-current-conversion-into-ac circuit 7.

[0077] The capacitor 87 of the pulse generation part 18 for start up is charged with this voltage, When the terminal voltage exceeds prescribed voltage, the self-surrender type switch element 85 surrenders, a pulse occurs in a primary the transformer 17 side, pressure up of this is carried out by the transformer 17, the tens of kilovolts pulse for start up is impressed to the metal halide lamp 20, and starting starts a lamp.

[0078] Although the oscillating frequency of the frequency variable oscillation part 28 becomes low after lighting of a lamp, since comparatively high voltage is supplied to an electric discharge lamp by continuation of resonance while the lamp has just lit up (about 0.1 to 1 ms), the shift to arc discharge from glow discharge is promoted.

[0079] And it shifts to the frequency control by a power-controls system, and as for the resonance by the inductor 11 and the capacitor 14, it is lost, constant power control of a lamp is performed eventually, and the lighted condition of the metal halide lamp 20 is stabilized.

[0080]

[Effect of the Invention] According to the light circuit of this invention electric discharge lamp, so that clearly from the place indicated above. Establish a resonant circuit in the latter part of a direct-current-conversion-into-ac circuit, and a control means changes the oscillating frequency of a frequency variable oscillation part based on the signal from a detection means, Since the frequency of the output voltage of a direct-current-conversion-into-ac circuit can be changed and the service voltage to an electric discharge lamp can be controlled by this, The self-sustaining voltage of the resonance in a resonant circuit can be used as voltage required to shift an electric discharge lamp to arc discharge from glow discharge, and it can lead to the

lighted condition moreover stabilized in the electric discharge lamp by the constant power control of the control means.

[0081] And by providing the timer circuit for detecting the lights-out of an electric discharge lamp, and controlling so that the power supply to an electric discharge lamp becomes larger than a rated-apparent-power value according to the output, start control according to the state of the electric discharge lamp can be performed, and the setup time or restart time of an electric discharge lamp can be shortened.

[0082] Simplification of circuitry, etc. can be attained by changing the frequency of the output voltage of a direct-current-conversion-into-ac circuit to a frequency variable oscillation part using CR oscillation part which used variable capacitance diode.

[0083] Each concrete circuitry shown in the above-mentioned example is only what showed a mere example which is in charge of embodiment of this invention, and the technical scope of this invention is not restrictively interpreted by these.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] It has a frequency variable oscillation means for a (**) control means characterized by comprising the following to change frequency of output voltage of a direct-current-conversion-into-ac circuit, (**) A light circuit of an electric discharge lamp, wherein a control means changes oscillating frequency of a frequency variable oscillation means so that a power value or an electric power approximate value may be calculated from a detecting signal by a detection means and this may serve as approximately regulated.

A direct-current-conversion-into-ac circuit for changing dc input voltage into a volts alternating current, and supplying an electric discharge lamp.

A control means which controls power supply to an electric discharge lamp.

A resonant circuit was provided by connecting a capacitor in parallel to an electric discharge lamp in a light circuit of an electric discharge lamp provided with a bootstrap circuit which is made to generate a pulse for start up to an electric discharge lamp, and is impressed to an electric discharge lamp, while connecting an inductor to the latter part of a (b) direct-current-conversion-into-ac circuit in series to an electric discharge lamp.

A detection means for detecting service voltage and supply current to input voltage and an input current, or an electric discharge lamp to a direct-current-conversion-into-ac circuit.

[Claim 2] A light circuit of an electric discharge lamp controlling so that it has a timer circuit for a control means to detect lights-out of an electric discharge lamp in a light circuit of the electric discharge lamp according to claim 1 and power supply to an electric discharge lamp becomes larger than a rated-apparent-power value according to an output of this timer circuit.

[Claim 3] In a light circuit of the electric discharge lamp according to claim 1 or 2, a frequency variable oscillation means has CR oscillation part using variable capacitance diode, A light circuit of an electric discharge lamp characterized by making it change frequency of output voltage of a direct-current-conversion-into-ac circuit by control of variable capacitance diode according to a signal from a control means.

[Translation done.]